

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-022625

(43)Date of publication of application : 24.01.2003

(51)Int.Cl.

G11B 20/14

G11B 20/10

G11B 20/12

(21)Application number : 2001-208681

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 10.07.2001

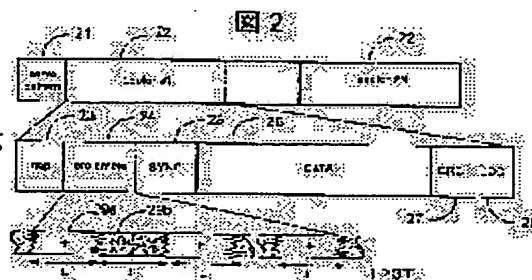
(72)Inventor : TSUCHINAGA HIROYUKI

(54) PREAMBLE PATTERN FOR MAGNETIC RECORDING, AND MAGNETIC RECORDER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a means for reducing the effects of a jitter noise without increasing the length of a preamble pattern space.

SOLUTION: Use of amplitude information on the peak point of a reproduction signal with few effects of jitter noise is enabled by modifying a preamble pattern from a conventional period pattern of 4T to a period pattern of 6T or more. Thereby, the stability of amplitude control is improved. In phase control, a deviation of sampling timing is estimated from sample data of one period of the preamble pattern to accelerate the speed of a lead-in operation of phase control to be high.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号
特開2003-22625
(P2003-22625A)

(43)公開日 平成15年1月24日(2003.1.24)

(51)Int.Cl.	識別記号	F I	テ-マ-ト*(参考)
G 1 1 B 20/14	3 4 1	G 1 1 B 20/14	3 4 1 B 5 D 0 4 4
20/10	3 2 1	20/10	3 2 1 A
20/12		20/12	

審査請求 未請求 請求項の数9 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願2001-208681(P2001-208681)

(22)出願日 平成13年7月10日(2001.7.10)

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 土永 浩之

東京都国分寺市東壱ヶ窪一丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74)代理人 100075096

弁理士 作田 康夫

Fターム(参考) 5D044 BC01 CC04 DE02 FG01 FG02

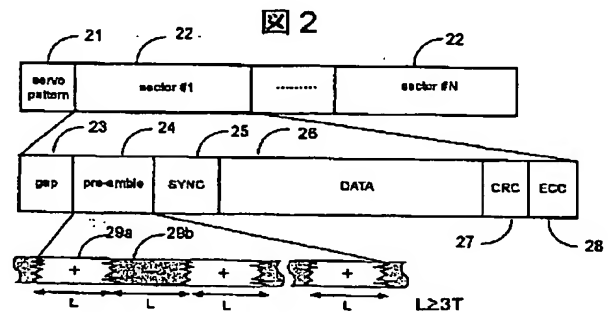
FG04 FG05 GL02 GL31 GM15

(54)【発明の名称】 磁気記録用プリアンプルパターン及び磁気記録装置

(57)【要約】

【課題】ジッタ性のノイズが顕著になると、プリアンプルパターン領域におけるサンプリング位相の制御と振幅制御が影響を受ける。本発明の目的はプリアンプルパターン領域の長さを増加させないで、ジッタ性ノイズの影響を低減する手段を提供することである。

【解決手段】プリアンプルパターンを従来の4T周期パターンから6T周期以上のパターンに変更することによって、ジッタ性のノイズの影響が少ない再生信号のピーク点の振幅情報を使えるようにする。これにより振幅制御の安定性が向上する。位相制御については、プリアンプルパターン1周期のサンプルデータからサンプリングタイミングのずれを推定し、位相制御の引き込み動作を高速化する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の周期のプリアンプルパターンが記録されたデータセクタを備えた磁気記録媒体と、前記プリアンプルパターンの再生を行う磁気ヘッドと、前記データセクタから記録再生される情報の処理を行う信号処理回路とを有し、前記プリアンプルパターンの周期は、前記データセクタに記録されたデータの最小ビット間隔を T とすると $6T$ 以上であり、前記信号処理回路は、前記プリアンプルパターンの再生信号をサンプリングする手段と、該サンプリングする手段によりサンプリングされたプリアンプルパターンの最大および最小の振幅値を用いて振幅の補正を行う手段とを有することを特徴とする磁気記録装置。

【請求項 2】 所定の周期のプリアンプルパターンが記録されたデータセクタを備えた記録媒体と、前記プリアンプルパターンの再生を行う磁気ヘッドと、前記データセクタから記録再生される情報の処理を行う信号処理回路とを有し、前記信号処理回路は、前記プリアンプルパターンの再生信号をサンプリングする手段と、前記サンプリング手段で得られる振幅値からサンプリングタイミングのずれに比例した位相勾配データを演算する手段と、プリアンプルパターンの再生信号に対する位相勾配データから、前記サンプリングタイミングのずれを推定する手段とを有することを特徴とする磁気記録装置。

【請求項 3】 請求項 2 に記載の磁気記録装置において、前記プリアンプルパターンの周期は、前記データセクタに記録されたデータの最小ビット間隔を T とすると $6T$ 以上であることを特徴とする磁気記録装置。

【請求項 4】 請求項 1 に記載の磁気記録再生装置において、前記データセクタ及びサーボパターン領域に挟まれた領域に周期が $6T$ よりも小さい繰り返しパターンが記録されたことを特徴とする磁気記録装置。

【請求項 5】 プリアンプルパターンの再生信号をサンプリングする手段と、前記サンプリング手段で得られる振幅値からサンプリングタイミングのずれに比例した位相勾配データを演算する手段と、プリアンプルパターンの再生信号に対する位相勾配データから、前記サンプリングタイミングのずれを推定する手段とを有することを特徴とする信号処理回路。

【請求項 6】 請求項 5 に記載の信号処理回路において、前記位相勾配データの演算手段は、前記プリアンプルパターンの周期を $2NT$ (N は 3 以上の整数) としたとき、ビット間隔 T でサンプリングして得られる $2N$ 個の振幅値を用いて $2N$ 個の位相勾配データを演算し、前記サンプリングタイミングのずれを推定する手段は、前記 $2N$ 個の位相勾配データを N 個おきに差分する手段と、前記差分手段で得られる N 個の位相勾配の差分データの中から絶対値が最大及び最小となる 2 個の差分データを選択する手段と、前記絶対値が最小となる差分データを前記絶対値が最大となる差分データの絶対値で除算する手段とを有

むことを特徴とする信号処理回路。

【請求項 7】 請求項 5 に記載の信号処理回路において、前記プリアンプルパターンの再生信号をビット間隔 T でサンプリングした第 1 の振幅データをプリアンプルパターンの周期だけ遅延させる手段と、前記遅延手段で得られる第 2 の振幅データと第 1 の振幅データを減算する手段と、前記減算結果からプリアンプルパターンの先頭のタイミングを判定する手段を具備したことを特徴とする信号処理回路。

10 【請求項 8】 請求項 5 に記載の信号処理回路において、前記位相勾配演算手段で得られる位相勾配データに基づいて、サンプリングタイミングのずれを調整する手段と、前記サンプリング手段で得られる振幅データから目標振幅との偏差を演算する手段と、前記演算手段により得られる目標振幅との偏差を補正する手段とを有することを特徴とする信号処理回路。

【請求項 9】 前記サンプリングタイミングのずれをビット間隔の $1/2$ に調整することを特徴とする請求項 5 に記載の信号処理回路。

20 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、磁気ディスク装置等の、PRML方式の信号処理技術を採用したデジタル記録再生装置のデータ再生処理システムに係り、フロントエンド処理を構成するAGC及びPLL処理の初期引き込みに使用するプリアンプルパターンの構成と、これを用いた初期引き込み動作に関する。

【0002】

30 【従来の技術】 従来の磁気記録チャネルは磁化情報が記録面に並行な+磁化と-磁化で記録される面内記録方式であった。面内記録方式の磁気ディスク媒体上には、図14のようなフォーマットに従って各種情報が記録されている。サーボパターンは磁気ヘッドの位置決めをするための誤差情報及び位置情報を記録している領域であり、これを基にして、磁気ヘッドはデータの記録・再生を行う。サーボパターンの後に、回転変動を吸収するためのギャップを挟んで、データセクタが続く。データセクタはプリアンプルと呼ばれる特定パターンが繰り返し記録された領域が続き、ここで、AGC回路及びPLL回路の初期引き込み動作が実施される。その後、同期パターン(SYN C)の情報を読み取り、データの再生が実行される。

【0003】 磁気ディスク装置における記録フォーマットの中で、プリアンプル部はデータ再生には必要不可欠であるが、データ効率を低下させる一因であり、これに多くの記録領域を割り当てるわけにはいかない。極力少ないビット数で精度良く振幅調整と位相調整できるように、種々な観点から改良手法が提案されている。

40 【0004】 この種の公知技術として、米国特許第5,258,933号には、プリアンプル再生信号を二値化するゼロクロスコンパレータを設ける技術が開示されている。ゼ

ロクロスコンパレータによりゼロクロスのタイミング信号を得、ゼロクロスタイミング信号がVCOへ供給されると一定時間、VCOの発振を休止し、次のゼロクロスタイミングからビット間隔の1/2だけ遅延したタイミングで発振を再開する。これにより、再生信号とVCOクロックの位相差とをほとんどゼロにし、位相補足の時間を短縮するものである。

【0005】米国特許第5,552,942号には、既知のプリアンブルパターンのサンプル値の期待値と実際の値との平均二乗誤差を計算することによって、最適な開始位相に制御する技術が開示されている。

【0006】特開平8-315517には、プリアンブルパターンの信号対雑音比が低下した場合の有効な対策として、位相引き込みレンジを $\pm T$ (T : ビット間隔) に拡大する技術が開示されている。従来の位相制御方法では、 k 番目のサンプル点の振幅値 $X(k)$ と $X(k)$ の判定値 $r(k)$ から、 $\Delta\tau(k) = -r(k-1) \cdot X(k) + r(k) \cdot X(k-1)$ により位相勾配を演算し、これをゼロに収束させるようにVCOクロックの位相を更新する。理想的には $\pm T/2$ の引き込み範囲を有するが、ノイズにより $r(k)$ が誤判定されると、位相勾配量が $\pm T/2$ の引き込み範囲を越える場合があり、位相引き込みに余計な時間がかかる問題がある。この対策として、 $r(k)$ を逐次判定するのではなく、プリアンブルパターンの周期性を利用して予測する。例えば、4T周期のプリアンブルパターンでは、 $r(k)$ は(+1, +1, -1, -1)の繰り返しになるので、2サンプル毎の位相勾配量は $\Delta\tau(k) = X(k) - X(k-2)$ となる。特開平2000-21096には、4T周期とは異なるプリアンブルパターンを用いて、サンプリングのタイミングクロックを得る技術が開示されている。これは、単層型の垂直記録媒体をリングヘッドで再生する磁気記録チャンネルに好適なPR5等

【0007】

【発明が解決しようとする課題】近年、垂直記録方式の検討が加速されており、高密度記録に適しているという観点から、将来は面内記録から垂直記録に移行する可能性が高い。垂直記録媒体からの再生信号のレスポンスはバンドパス特性を示す面内記録チャンネルとは異なり、DC近傍の低域にスペクトラムを持っており、垂直磁化応答波形は双曲線正接関数 $\tanh(x)$ でよく近似されることが知られている。近年の磁気ディスク装置は記録密度の向上やGMRヘッドによる再生感度の向上などによって、回路系のシステムノイズに代わって、媒体雑音が顕著となる傾向にある。この種の雑音としては、磁化遷移点

的になればなるほど、低域のレスポンスを積極的に利用するPRML方式では性能向上が困難となる。垂直二層媒体と単磁極ヘッドの組み合わせた垂直磁気記録方式において、望ましい信号処理は、低域のスペクトラムを有効に使うことのできるPR(1,1)やPR(1,2,1)、もしくはこれらをベースにして、チャンネルに重畳する雑音の性質に応じて最適化された等化处理を施して、MLによりデータ復調するPRML方式である。この場合、再生信号を適切なタイミングと適切な振幅でサンプリングする位相制御及び振幅制御手段は必須技術である。最も簡易な実現手段としては、低域のレスポンスを通した原再生信号と微分処理によって得た微分再生信号の二つを用意しておき、微分再生信号に対して、従来の4T周期のプリアンブルパターンによる初期引き込み回路を適用することによって、サンプリング位相の制御とゲイン調整を実施し、位相制御されたクロックにより前者の原再生信号をサンプリングするものである。この手段では、原再生信号と微分再生信号を切り替える手段と、微分再生信号と原再生信号との間に生じる相対的な時間差を補正する手段が必要となる。また、磁化遷移点の変動によって生じるジッタ性のノイズが多いと、サンプル点の振幅レベルが変動し、位相勾配及び振幅勾配の演算結果に大きな誤差が生じる。4T周期プリアンブルでは一周期につき、4個のサンプル点を得られる。これに白色性のノイズが重畳する場合、一周期につき4回の平均化ができるので、位相勾配量の分散値は $1/\sqrt{4}=1/2$ に低減される。一方、ジッタ性のノイズは磁化遷移点の位置が変位するノイズであるから、4個のサンプル点の内、前後の2個ずつのサンプル点は強い相関を持ち、同じ方向にレベルが変動する傾向がある。すなわち、実効的にはプリアンブル一周期あたり2回の平均化しか行えない。このため、ジッタ性のノイズが白色性のノイズより支配的であると、位相勾配と振幅勾配の演算結果に重畳する誤差量は容易には低減できない。このようなチャンネルにおいて、アキュイジョン動作(引き込み動作の初期にループゲインを大きく設定して引き込み時間を短縮する動作)を実行すると、ループゲインを切り替える際に、VCOやVGAの設定値が大きく振られることがある。この場合、ループゲインを通常の設定に戻してしまうと、残りのプリアンブル領域だけでは引き込みが完了しない。結果として、アキュイジョン動作におけるループゲインは下げなければならない。引き込み時間は長くなり、プリアンブルパターンのオーバヘッドも多くせざるを得なくなり、データ効率の低下を招く。米国特許第5,552,942号に開示されているゼロ位相スタート技術を適用した場合、平均二乗誤差を最小とする位相を見つけるためにサンプル位相を変えながら平均二乗誤差を演算する操作を複数回繰り返す必要があることから、プリアンブルパターンのオーバヘッドが増加する結果となる。

【0008】特開平2000-21096で開示された、6T周期プ

リアンブルパターンを用いてサンプリングタイミングクロックを抽出する技術においても、ジッタ性ノイズの影響に関しては言及されておらず、また、PR5方式で等化された後の信号を用いている点と、PR4と同様のバンドパス特性を持つ磁気記録チャネルを想定している点で、リアンブルパターンのオーバヘッドを救済することは困難である。また、上記2つの従来技術は、タイミングクロックの抽出は開示されているが、振幅調整を行う場合のジッタ性のノイズの影響に関しては開示されていない。本発明の第1の目的は、低域レスポンスを有する磁気記録媒体を用いた垂直磁気ディスク装置の信号処理技術に必要な不可欠な位相制御及び振幅制御手段において、ジッタ性のノイズの影響を軽減し得るリアンブルパターンとこれを用いた引き込み方式を提供することである。本発明の第2の目的は、低域のレスポンスを有する再生信号を低域遮断フィルタを通して直流成分を除去する際に、DC消去状態からリアンブルパターンに切り替わるところで、再生信号に過渡的な応答が見られるという現象を解消し、低域レスポンスを有効に利用する信号処理方式を提供することである。本発明の第3の目的は、面内磁気記録媒体を用いた磁気ディスク装置の位相制御及び振幅制御手段において、ジッタ性のノイズの影響を軽減し得るリアンブルパターンとこれを用いた引き込み方式を提供することである。

【0009】

【課題を解決するための手段】ジッタ性のノイズは磁化遷移点のランダムな変位である。低域レスポンスを有する垂直磁気チャネルは、図16に示したように、孤立磁化遷移の応答波形を双曲線正接関数で近似でき、任意のパターンの再生信号は孤立磁化遷移の応答波形の重ね合わせで得られる。孤立磁化遷移点が前後に変位したときの振幅の変化は磁化遷移点に近いほど大きい。これは応答波形の微分波形から明らかである。ジッタ性のノイズの影響を避けるためには、磁化遷移点より離れた位置の振幅情報を用いることが効果的である。従来の4T周期リアンブルでは、磁化遷移点から0.5T離れたサンプル点(●)を用いることになるので、ジッタ性ノイズの影響を受け易い。磁化遷移点から1.5T離れたサンプル点(○)を用いることができれば、微分値がおよそ1/5に低減するので、ジッタ性ノイズの影響を大幅に緩和することができる。一方、従来の面内磁気記録チャネルは、図18に示したように、孤立磁化遷移点からの応答がローレンツ波形で近似でき、任意のパターンの再生信号は孤立磁化遷移の応答波形の重ね合わせで得られる。孤立磁化遷移点が前後に変位したときの振幅の変化は磁化遷移点から0.5Tないし1Tで最大となる。これは応答波形の微分波形から明らかである。ジッタ性のノイズの影響を低減するには、孤立磁化遷移点の微分波形がピークとなる位置を避けて、磁化遷移点の位置の振幅情報を用いることが効果的である。従来の4T周期リアンブルでは、磁化遷移点か

ら0.5T離れたサンプル点(○)を用いることになるので、ジッタ性ノイズの影響を受け易い。磁化遷移点のサンプル点(●)を用いることができれば、ジッタ性ノイズの影響を大幅に緩和することができる。本発明における第1の解決手段は、低域レスポンスを有する磁気記録チャネルに対するもので、6T周期以上のリアンブルパターンを用いて、磁化遷移点から1.5T以上離れたサンプル点の振幅情報を用いることである。振幅制御に必要な振幅勾配量を得るために上記のサンプル点を用いた場合、微分値が小さいためサンプル位相のずれに対しても感度が低く安定な振幅制御が実現できる。また、上記サンプル点はリアンブルパターンのピーク振幅に相当するので、リアンブルパターンの一周周期当たりのサンプル点数は少ないものの、振幅勾配としては最大であるため、短時間で引き込みを完了させることが可能となる。

【0010】本発明における第2の解決手段は、バンドパス特性のレスポンスを有する磁気記録チャネルに対するもので、磁化遷移点のサンプル点の振幅情報を用いることである。振幅制御に必要な振幅勾配量を得るために上記のサンプル点を用いた場合、微分値が小さいためサンプル位相のずれに対しても感度が低く安定な振幅制御が実現できる。また、上記サンプル点はリアンブルパターンのピーク振幅に相当するので、リアンブルパターンの一周周期当たりのサンプル点数は少ないものの、振幅勾配としては最大であるため、短時間で引き込みを完了させることが可能となる。

【0011】本発明の第3の解決手段は、位相制御手段として、ループゲインを大きくして短時間に引き込ませる代わりに、ある中心位相で発振させたVCOクロックによりサンプリングを実行し、得られた振幅情報から位相誤差情報を演算し、その結果を基にVCOクロックとリアンブルパターンの再生信号との位相ずれを予測して、VCOの位相設定を最適な位相に変更するというものである。

【0012】具体的には、VCOの初期位相設定により、少なくともリアンブルパターン一周分に対してサンプル点を得る。個々のサンプル点に対して、位相勾配量を演算し、ゼロ位相スタートを開始するサンプル点を探索する。位相勾配量の演算については、リアンブルパターンの周期性を利用して位相引き込み範囲を拡大した特開平8-315517で開示された従来技術を応用する。ゼロ位相スタートの開始点を探索した後、その開始点における位相差の絶対値をその他の位相勾配量の演算結果も用いて推定し、この推定値を基にVCOの位相設定を一度に変更するものである。位相差の推定手法としては、特開平8-249752で開示されている従来技術を改良して、リアンブルパターンと同じ周期性を有する位相勾配量に適用することで、各サンプル点における位相勾配量の演算結果の大小関係により位相差を推定できるようにしたものである。本発明におけるゼロ位相スタート方式では、

10

20

30

40

50

リアンブル周期分のサンプリングと1回のVCOの位相設定で完了するので、多くのプリアンブルパターンを要しない。初期位相の設定が変更された後は、通常の位相勾配量を用いたフィードバックループを低いループゲイン設定で開始する。これにより、初期位相設定時にはジッタ性のノイズによる位相設定誤差は残るものの、位相誤差が最小の状態から引き込み動作を開始することができる。引き込み動作におけるループゲインはジッタ性ノイズを勘案して十分低く設定できるので、ジッタ性ノイズによりVCOの位相が変動するといった問題は解消できる。

【0013】上記第2の目的に対する解決手段として、データセクタとサーボパターンに挟まれた領域に4T以下の周期の繰り返しパターン等のDCフリーなパターンを記録するものである。

【0014】

【発明の実施の形態】（実施例1）垂直二層磁気記録媒体を用いた磁気ディスク装置を例にして、本発明の第1の実施例を説明する。磁気ディスク装置の全体の構成を図1に示す。磁気ディスク装置(HDD)1は、二層膜垂直磁気媒体のディスク2と単磁極磁気ヘッド3とキャリッジ4とキャリッジに取り付けられたR/W-IC5とスピンドルモータ6からなるヘッドアッセンブリ(HAD)7と、リードライトチャンネル8、ハードディスクコントローラ9、サーボ制御回路10、マイクロプロセッサ11、ROM12、RAM13等からなるパッケージ基板(PCB)14から構成される。リードライトチャンネル8はデータ記録を行うライトチャンネルとデータ再生を行うリードチャンネルで構成される。近年のリードチャンネルにおけるデータ再生方式としては、高密度化に有利なPRML(Partial Response Maximum Likelihood)方式が採用されている。PRML方式のリードチャンネルは、AGC回路、ローパスフィルタ(LPF)、A/Dコンバータ(ADC)、等化器(FIR)、ビタビデコーダ(ML)、PLL回路で構成される。この内、AGC回路及びPLL回路はR/W-ICから得られるアナログ再生信号に対して、所定の信号振幅のデータを同期クロックにより適正なタイミングでサンプリングして、後段のFIR、MLに供給する役割を担っている。AGC回路はADCにてサンプリングされた振幅データに基づき目標振幅からの偏差を検出して利得可変アンプ(VGA)の利得を制御する。PLL回路はADCにてサンプリングされた振幅データに基づきサンプルタイミングのずれを検出し、位相可変の発振器(VCO)にフィードバックすることにより、サンプリングクロックとアナログ再生信号の位相ずれを制御する。磁気ディスク上には図2に示したフォーマットに従って、サーボパターン21に続いて、セクタ領域22が配置される。各々のセクタ領域22はギャップ23、プリアンブル24、シンク25、データ26、CRC27、ECC28で構成されている。プリアンブル24は磁区長Lの上向き磁化29aと下向き磁化29bが交互に記録されている。磁区長Lはビット間隔をTとして

3T以上とする。すなわち、プリアンブルパターンは6T周期以上の繰り返しとなる。以下の説明では、 $L=3T$ として6T周期プリアンブルパターンを用いる。ギャップ23には1T-1Tもしくはそれより短い長さの磁化パターンが記録されている。この磁化パターンは、サーボ領域にサーボパターンを記録する際に、データ領域全体に渡って記録しておく。これにより、磁気ヘッドから出力される再生信号の直流レベル変動はなくなり、ハイパスフィルタで低域遮断することで発生する波形の過渡的な応答を抑圧することが可能となる。本実施例における線記録密度としては、規格化線密度Kで1.0以上を想定している。規格化線密度とは、孤立磁化遷移からの応答波形において、飽和振幅を±1として振幅が-0.5から+0.5まで変化するのに要する間隔をビット間隔Tで割ったもので定義される。規格化線密度Kが1.0のとき、1T-1Tの最密繰り返しパターンの分解能は10%である。また、以下の説明では、磁気ディスクがスピンドルモータにより回転されて、磁気ヘッドの位置決めサーボが実行され、データの再生を開始できる状態になっているものとする。データ再生の実行に必要な各種の制御信号はハードディスクコントローラ9もしくはマイクロプロセッサ11から供給される。ハードディスクコントローラ9がデータ再生を指令すると、マイクロプロセッサ11はリードライトチャンネル8に対してデータ再生のための各種制御信号を送る。リードライトチャンネル8の中のリードチャンネルは、これらの制御信号に従って、HPF、VGA、LPF、ADC、VCO等のリードチャンネルの構成ブロックをアクティブにする。マイクロプロセッサ11は、再生信号に対してプリアンブルから始まりECC28で休止するゲート信号をリードライトチャンネル8に送る。リードチャンネルは該ゲート信号をトリガにして、データ再生の各動作を開始する。以下、リードチャンネルの構成を示した図3及び図4を用いて詳細に説明する。

【0015】再生信号はHPF30により直流オフセットが除去された後、VGA31に入力する。ENB/DIS1信号及びENB/DIS2信号はDISABLE側にあり、スイッチ32aがVGA31のゲイン設定を初期値 γ_{ini} に設定する。ゲイン γ_{ini} で増幅された再生信号はLPF33を通過後、ADC34に入力する。一方、スイッチ32bはVCO35の発振位相の設定を初期値 τ_{ini} に設定する。 τ_{ini} の位相で発振したサンプリングクロックADCLKがADC34に供給され、VGA31で増幅された再生信号はADCLKによりサンプリングされる。

【0016】プリアンブルパターン再生信号のサンプルデータは6段のシフトレジスタ36aに送られる。X5〜X0のサンプルデータの内、X4とX1を除いた4個のデータは位相勾配演算回路37に送られる。位相勾配演算回路は $X0-X2+X3-X5$ の式に従って加算器で構成され、各サンプリング毎の位相勾配 $\Delta\tau_0$ を演算出力する。得られた位相勾配データ $\Delta\tau_i$ は別の6段のシフトレジスタ36bに送られる。プリアンブル周期分の6個の位相勾配データが全

でシフトレジスタ36bに格納されると、シフトレジスタ36bはこれを位相勾配データ差分回路38に送る。差分回路38は、 $\Delta\tau_5 \sim \Delta\tau_0$ の位相勾配データを3ビット置きに差分し、 $\Delta\tau_5 - \Delta\tau_2$ 、 $\Delta\tau_4 - \Delta\tau_1$ 、 $\Delta\tau_3 - \Delta\tau_0$ の演算結果を最大・最小値選択回路39に出力する。

【0017】該3個の位相勾配の差分データに対して、最大・最小値の選択回路39は、絶対値が最小・最大となるものを選択する。差分の絶対値が最小である差分データは符号も付けて $\min(-)$ とし、最大である差分データは $\max \text{abs}(-)$ として、位相差推定部40に出力される。位相差推定部40は入力された $\min(-)$ と $\max \text{abs}(-)$ との除算を実行し、サンプリングクロックADCLKと再生信号との位相差を推定する。以下で、位相差の推定の原理について説明する。6T周期のプリアンプルパターンの再生信号は正弦波で近似できるものとする。サンプル点毎に演算される位相勾配データについても、プリアンプルパターンと同様に正弦波で近似できる。これを $\sin\{(\pi/3)(z+\phi)\}$ とおく。ここで、 z はサンプル点の番号、 ϕ はビット間隔Tを単位としたときの位相差を*

$$\text{数2} \quad R = (\Delta\tau_1 - \Delta\tau_4) / \max\{\text{abs}(\Delta\tau_2 - \Delta\tau_5), \text{abs}(\Delta\tau_3 - \Delta\tau_6)\} \\ = \sin\{(\pi/3)\phi\} / \max\{\text{abs}\sin\{(\pi/3)(1+\phi)\}, \text{abs}\sin\{(\pi/3)(2+\phi)\}\}$$

【0021】この事実から、 $\min(-)$ と $\max \text{abs}(-)$ の比を演算することにより、サンプリングの位相差が推定できるのである。尚、ENB/DIS1信号がENABLE側に切り替わることにより、ループゲイン回路42aはアクティブになるが、この時点で、ループフィルタ43からの出力値はゼロであり、ループゲイン回路42aから加算器41aに送られる出力値もゼロのままなので、加算器41aからスイッチ32aを通してVC035に送られる位相の設定値は変化しない。

【0022】一方、比較のため、4T周期パターンを用いた場合の位相差の検出の原理を図15を用いて説明する。

4T周期パターンを $V(x) = \sin(\pi x/2)$ とする(x はビット間隔Tで割った長さ)。正規の位相でサンプリングされたサンプル点を●で示し、位相 ϕ (Tで規格化されている)だけずれた状態でサンプリングされたサンプル点を○で示す。一周分分のサンプル点の振幅を順にV1, V2, V3, V4とすると、

【0023】

【数3】

$$\text{数3} \quad V1 = -\sin(\pi/4 - \pi\phi/2), V2 = +\cos(\pi/4 - \pi\phi/2), \\ V3 = +\sin(\pi/4 - \pi\phi/2), V4 = -\cos(\pi/4 - \pi\phi/2)$$

【0024】V1からV4の振幅値を用いると位相 ϕ は $0.5 + 2/\pi \arctan(V1-V3) / (V2-V4)$ となる。次に、磁気ディスク装置で採用されているプリアンプルパターンについて説明する。従来の面内磁気記録媒体を用いた磁気記録チャンネルでは、MR (Magnetoresistive) ヘッドの出力は直流と高周波が低下するバンドパス特性を示している。PR4特性は情報“+1”の入力に対して(+1, 0, -1)の応答が出力されるものである。“+1”もしくは“-1”を磁化の

* 示す。プリアンプルパターン1周期のサンプル点に対する位相勾配差を $\Delta\tau_0 \sim \Delta\tau_5$ とすると、

【0018】

【数1】

数1

$$\Delta\tau_1 = \sin\{(\pi/3)\phi\} \\ \Delta\tau_2 = \sin\{(\pi/3)(1+\phi)\} \\ \Delta\tau_3 = \sin\{(\pi/3)(2+\phi)\} \\ \Delta\tau_4 = \sin\{(\pi/3)(3+\phi)\} = -\Delta\tau_1 \\ \Delta\tau_5 = \sin\{(\pi/3)(4+\phi)\} = -\Delta\tau_2 \\ \Delta\tau_6 = \sin\{(\pi/3)(5+\phi)\} = -\Delta\tau_3$$

【0019】となる。 ϕ の絶対値が0.5より小さい時、位相勾配差の最小値は $\Delta\tau_1 - \Delta\tau_4$ であることは自明である。残りの $\Delta\tau_2 - \Delta\tau_5$ もしくは $\Delta\tau_3 - \Delta\tau_6$ のどちらかが最大となる。 $\min(-)$ と $\max \text{abs}(-)$ の比をRとすると、 ϕ とRの間には、図12のようなほぼ一対一の関係があることが分かる：

【0020】

【数2】

向きと考えると、“+1”もしくは“-1”の磁化パターンが連続する場合、PR4特性では出力はゼロとなる。また、“+1, -1, +1, -1”のように磁化反転が最も短い周期で変化する場合にも出力はオールゼロになり、磁気記録チャンネルの特性に適合している。最大の出力が得られるのは、磁化パターンが“+1, +1, -1, -1”の場合であり、このときには“+2, +2, -2, -2”となる。すなわち、最短の磁化反転間隔をTとしたとき、4T周期の繰り返しパターンの再生出力が最大になる。また、図18に示されるように、面内磁気記録チャンネルにおいては、4T周期パターンの ± 2 のレベルはサンプリング位相のずれに対して感度が高い。図18において、面内磁気記録チャンネルの孤立磁化遷移の応答波形をローレンツ波形で近似した場合、その微分波形のピークは磁化遷移点から0.5Tから1T離れた位置にある。一方、PR4特性における ± 2 のレベルは図中の○であり、微分波形のピーク位置にほぼ一致している。微分波形のピーク点はサンプリング位相の変動に対して最も感度の高い点であるので、 ± 2 のレベルを用いて位相勾配を演算するのが最も好ましいことが分かる。

【0025】ゼロ位相スタートが完了すると、アキュイジション動作に移る。位相勾配の演算はプリアンプル1周期毎に実行するので、このタイミングを決める必要がある。ゼロ位相スタートの過程で、位相勾配量の差分が最小となる2つのサンプル点が求められているので、この情報を利用してアキュイジション動作を開始する。具体的な動作を以下で説明する。

【0026】最大・最小値の選択回路39により、位相勾配差が最小となる2個の位相勾配データとして、例えば $\Delta\tau_4$ と $\Delta\tau_1$ が選択されたとする。 $\Delta\tau_4$ と $\Delta\tau_1$ は位

相変動に対する勾配の傾きが逆極性であり、この中から、適正な極性のデータを選択する。今、位相勾配の傾きがプラスであるサンプル点において、引き込みの動作が実行されるとする。この前後の位相勾配データから位相勾配の極性を判断して、例えば $\Delta \tau 4$ の傾きがプラスであったとする。最大・最小値の選択回路39はSELECT信号によって、6段シフトレジスタ36aの各出力段に設けられたスイッチ32dの一つを閉じることによって、位相勾配データ $\Delta \tau 4$ をスイッチ32eに送る。以後、アクイジョン動作終了まで、SELECT信号は変更されず、 $\Delta \tau 10$ 、 $\Delta \tau 16$ 、……が順次スイッチ32eに供給される。

【0027】6T周期毎に演算された位相勾配データはスイッチ32eにより6T周期につき一回、別のスイッチ32fに送られる。スイッチ32eの動作は1/6ADCLKにより実行される。ACQ/TRKING信号はACQ側に設定されていて、スイッチ32fの出力はデジタルループフィルタ43に送られ、平滑化が実施される。平滑化の処理としては、例えば、4個の位相勾配データの移動平均とする。平滑後の位相勾配データ τk は、ループゲイン回路42aでループゲイン α が掛けられた後($\alpha \cdot \Delta \tau k$)加算器41aに入る。加算器41aはそれ以前の位相設定 τk から $\alpha \cdot \Delta \tau k$ を引いて、新たな位相データ $\tau k+1$ を出力し、VC035に設定する。

【0028】以上の動作を繰り返すことによって、ADCLKと再生信号とのタイミングが調整されて、位相ゼロの状態に引き込まれる。引き込み動作が完了すると、続いて、トラッキング動作に移行する。トラッキング動作は等化後のサンプルデータに対して実行される。等化処理はFIR44において実施される。本実施例において想定している $K=1.0 \sim 1.4$ の線密度条件では、図13に示したように、PR(1,2,1)特性に近い。目標等化条件としてPR(1,2,1)特性に等化されたサンプルデータは位相誤差検出器45に供給されて、MLによる最尤判定されたデータを用いて位相勾配が演算され、スイッチ32fに送られる。MLによるデータ判定が確定し、位相勾配の演算が出力されるのを待って、ACQ/TRKING信号はTRKING側に設定が切り替わり、位相誤差検出器45の位相勾配データがスイッチ32fを通してデジタルループフィルタ43に入力する。ループゲイン回路42aのループゲイン α はトラッキング動作の値に切り替えられ、位相設定の変更が逐次更新される。

【0029】次に、振幅調整の一連の動作について説明する。

【0030】6段シフトレジスタ36に格納されたサンプルデータ $X5 \sim X0$ の内、 $X2$ から $X0$ の3個のデータが最大値検出器46に送られる。最大値検出器46は入力されたデータに対して、絶対値を演算し、3個の絶対値データから最大のものを選択する。この動作は、1/3ADCLKによって、3T周期毎に一回実行される。最大値検出器46で選択された $\max \text{abs}(X)$ が再生信号の振幅データであることは、以下の理由から明らかである。6T周期プリアンプルの再生信号は、6T周期に最大値・最小値が必ず一つづつ

存在する。半周期分の3個のサンプルデータに対して、絶対値の最大値を探索すると、プリアンプル再生信号の振幅が最大もしくは最小となるサンプルデータが必ず得られるからである。

【0031】最大値検出器46から出力されるサンプルデータは加算器41bにおいて目標振幅 r との差分が演算され、その後、乗算器47で目標振幅 r との乗算が実行される。この演算結果である $r \cdot (\max \text{abs}(X) - r)$ が振幅勾配 $\Delta \gamma k$ となる。

【0032】振幅制御動作を開始する契機は、ゼロ位相スタートが完了して、サンプル位相の初期ずれが概ね補正され、その補正されたタイミングでサンプリングされたサンプルデータから振幅勾配データが得られた時点である。このタイミングとしては、ACQ/TRKING信号がACQ側に切り替わるタイミングである。

【0033】振幅制御の動作が始まると、ACQ/TRKING信号がACQ側に切り替わり、振幅勾配データ $\Delta \gamma k$ はスイッチ32gを通り、ループゲイン回路42bに入力する。ループゲイン回路42bでループゲイン β が掛けられた後、加算器41bに出力される。加算器41bはゲイン初期値 γini に $\beta \cdot \Delta \gamma k$ を減算し、新しいゲイン設定値をスイッチ32aに送る。同時に、ENB/DIS2信号はENABLE側に切り替わり、新しいゲイン設定値はスイッチ32aを通して、VGA31に入力する。その後、3回のサンプリングにつき1回、ゲイン設定が更新されて、引き込み動作が完了する。引き込み動作が完了すると、続いて、トラッキング動作に移行する。トラッキング動作は位相制御と同様に、等化後のサンプルデータに対して実行される。等化処理は位相制御と同様にPR(1,2,1)特性を目標等化特性としてFIR44において実施される。等化後のサンプルデータは振幅誤差検出器48に供給されて、MLによる最尤判定されたデータを用いて振幅勾配が演算され、スイッチに送られる。MLによるデータ判定が確定し、振幅勾配の演算結果が出力されるのを待って、ACQ/TRKING信号はTRKING側に設定が切り替わり、振幅誤差検出器の振幅勾配データが、ループゲイン回路42bに供給される。ループゲイン β はトラッキング動作の値に切り替えられ、振幅設定の変更が逐次更新される。次に、本発明の第1の実施例による位相制御及び振幅制御の動作をシミュレーションした結果を以下で詳細に説明する。垂直磁気記録の再生信号は孤立磁化遷移の応答波形を双曲線正接関数で近似して重ね合わせにより合成して作成した。記録密度、信号対雑音比の条件は以下の通りである。規格化線密度は $K=1.05$ であり、1T-1Tパターンの分解能は10%である。ノイズはジッタ性ノイズが支配的であると仮定して、白色性のノイズとジッタ性ノイズを分散値で1対3の割合で混合させた。ジッタ性ノイズはガウス分布に従って磁化遷移点の位置をランダムに変位させることによって模擬した。ここでは、磁化遷移点の変位の分散値をビット間隔に対して12%とした。図5及び図6を用いて位相制御の動作例を説明する。

る。図5はサンプル位相ずれがビット間隔の半分という最悪ケースにおける位相勾配の演算結果をビット間隔でプロットしたものである。図5のサンプルデータに対して、位相引き込みを実施した結果が図6(a)である。ZPS動作により、 $\Delta\tau_5 \sim \Delta\tau_0$ の6個の位相勾配データから位相勾配差が最小となる $\Delta\tau_4$ と $\Delta\tau_1$ が決まり、位相勾配量の傾きから $\Delta\tau_4$ が引き込みタイミングとして選択される。 $\Delta\tau_4$ から6サンプリング目までに位相差量の推定を実行し、その結果得られた位相差を補正する。図6(b)から分かるように、この例ではおよそ0.04Tの誤差で位相差補正が完了している。 $\Delta\tau_4$ から数えて12サンプリング目からアキュイジション動作を開始させた。デジタルループフィルタは4個の位相勾配データの移動平均処理とし、ループゲイン α はノイズなし信号に対して、最短時間で位相制御が完了するように決めた。もともと再生信号に重畳するジッタ性のノイズの影響があり、位相勾配の値もほぼゼロを示しているため、60ビットまでサンプリング位相の更新はほとんどない(●)。図6(a)及び(b)には比較のために、従来技術による位相引き込みを実施した場合の結果(○)も示した。 $\Delta\tau_4$ から数えて6サンプリング目から位相引き込みが開始され、60ビットまで経っても約0.1Tの位相誤差が残っている。本発明における位相差推定を繰り返し試行した場合の推定ばらつきを図7に示す。試行回数は5300回である。ジッタ性ノイズとして、磁化遷移点の変位を分散12%のガウス分布によって与えた。図7(a)はサンプリング位相がゼロ($\phi=0$)のときの位相勾配データの分布である。6T周期プリアンプルでは位相勾配データは最大で6個の分布に分かれるが、サンプリング位相がゼロのときは3個の分布に縮退する。位相勾配ゼロに相当する分布はブロードであり、ジッタ性ノイズの影響が大きいことが分かる。このような分布を示す位相勾配データに基づいて、位相差を推定した結果を図7(b)に示す。サンプリング位相がゼロ($\phi=0$)のとき、推定された位相差の平均値はゼロであり、分散値は8%であった。サンプリング位相がビット間隔の半分($\phi=0.5T$)のとき、分散値はおよそ7%であり $\phi=0$ に比べて若干低減する。従来のゼロ位相スタート方式として、ゼロクロスコンパレータ等でエッジのタイミングを抽出する場合、磁化遷移点の変位の分散値がそのまま位相誤差に反映することを考慮すると、本実施例のゼロ位相スタート方式は従来方式に比べて、位相設定のばらつきは58%から67%に低減できている。本発明の位相推定の方式による推定ばらつきを更に改善するには、推定を複数回繰り返して平均化すると良い。例えば、2回の試行により推定ばらつきは $1/\sqrt{2}$ に、4回の試行により $1/2$ に低減する。また、サンプリング位相が0.5Tのときの方が推定ばらつきは小さいという事実から、位相差推定の目標値を0.5Tにする方がばらつきの観点からは有利である。この場合、アキュイジション動作からトラッキング動作までサンプリング位相を0.5Tにするようなフィードバックループになるが、0.5Tの位相差は後段のFIRフィルタの係数の変更で対処する。図8に振幅制御の動作例を示す。目標ゲインを100%として、150%のゲインを想定した場合について、シミュレーションした。また、ゼロ位相スタートを前提にして、サンプリング位相のずれは無いものと仮定した。ループゲイン β については、プリアンプルパターン2バイトで目標ゲインに収束し、かつ、ゲイン設定値の分散値が最も小さくなるように決めた。ループゲインを固定した場合を図8(a)に、2バイトの初期引き込みの後にループゲインを1/10に下げた場合を図8(b)にそれぞれ示す。プリアンプルパターンのピーク点のサンプルデータを用いた場合(●)と、ピーク点の両隣りのサンプルデータを用いた場合(○)を比較した。後者は、従来の4T周期プリアンプルパターンを用いた場合に相当する。明らかに、後者はゲイン設定値の変動が大きい。ゲイン設定の分散値は従来方式で1バイト換算で約5%に対して、ピーク点を用いる本発明では1バイト換算で1.6%と従来の1/3に低減されている。このような分散値の低減効果はアキュイジション動作からトラッキング動作に移行する際に顕著に現れる。図8(b)において、初期引き込み動作後にループゲインを1/10に下げた瞬間、大きなジッタ性のノイズが存在したために、ゲイン設定が大きく振られている。アキュイジション動作の直後におけるゲイン設定誤差は、本発明で7%、従来方式では15%である。トラッキング動作を開始する際の初期のゲイン設定誤差が大きいために、従来方式では10バイトの時点でようやく8%まで低減されている。このゲイン設定誤差の大きさは、本発明のアキュイジション動作直後のゲイン設定誤差とほぼ同じである。本発明では、10バイトの時点でゲイン設定誤差はおよそ4%にまで低減されており、従来方式に対する優位性は明らかである。

(実施例2) 垂直磁気記録媒体を用いた磁気ディスク装置を例にして、第2の実施例を説明する。第1の実施例では、セクタ全体に1T-1T等の繰り返しパターンをあらかじめ記録するものであった。これは垂直磁気記録のチャネル特性に見られる低域のスペクトラムによって、ハイパスフィルタ通過後の再生信号に好ましくない過渡応答が生じることを防止することが目的であった。第2の実施例では、直流消去によって磁化の向きがプラスもしくはマイナスのどちらかに固定されている場合に、低域スペクトラムの影響を補正する手段を与えるものである。図9(a)はクロック周波数 $f_b (=1/T; T$ はビット間隔)に対して、 $f_b/100$ 及び $f_b/2000$ を遮断周波数とするハイパスフィルタを適用した場合の再生信号を比較したものである。ハイパスフィルタに通す前の再生信号にはオフセット電圧も加えられている。 $f_b/2000$ の遮断周波数においては、再生信号波形には歪みは生じていないものの、再生信号がゼロに対して全体的に大きくオフセットしている。これに対して、遮断周波数を20倍の $f_b/100$ にすると、このオフセットは速やかに除去されるが、再生信号

に歪みが残る。このように、低域のスペクトラムを有するチャンネルにおいては、過渡応答と波形歪みの両方を低減することは一般的には困難である。この対策としては図9(b)に示したように、データの先頭部で、ハイパスフィルタの遮断周波数を高速に切り替えることが有効である。実線の波形は、一定の時間の間、ハイパスフィルタの遮断周波数を $f_b/20$ にすることで直流レベルを除去し、その後、遮断周波数を100倍の $f_b/2000$ に切り替えた場合を示している。遮断周波数が $f_b/20$ の領域では波形の歪みは見られるものの、その後の波形には歪みの影響はなく信号全体の直流レベルを効果的に除去できていることが分かる。以上の動作をリードチャンネルにおいて実現するために、遮断周波数を高速に可変できる機能をHPFに持たせる。具体的には、コンデンサと複数の抵抗で構成された1次のフィルタでHPFを構成する。遮断周波数の切り替えは抵抗値の設定を切り替えることによって実施する。マイクロプロセッサが再生ゲート信号をリードライトチャンネルに送ると、リードチャンネルは再生ゲート信号をトリガにして、一定時間、遮断周波数を例えば $f_b/20$ 程度に設定する。このとき一定時間の幅は選択可能とする。その後、リードチャンネルは遮断周波数を $f_b/2000$ に切り替える。この結果、再生信号の直流電圧はゼロになる。ハイパスフィルタの遮断周波数の高速切り替え動作を除いては、第1の実施例と同じであり説明は省略する。

(実施例3) 垂直磁気記録媒体を用いた磁気ディスク装置を例にして、第3の実施例を説明する。本実施例では、プリアンプ部が始まるタイミングをサンプリングされたデータをもとに検出する機能をリードチャンネルに持たせた点が、上記第1及び第2の実施例とは異なる。この機能は特にフェールセーフの観点から重要である。リードチャンネルは上位のコントローラの指令によってデータ再生を実施するので、各種の制御タイミング信号が適切なタイミングで供給されている限りは誤動作などは起こり得ない。しかし、仮に、リードゲート信号のタイミングがずれると、プリアンプ領域でないところで位相制御や振幅制御の動作が開始されたり、該動作がプリアンプの後半にずれ込んでしまい、十分引き込めていない状態で、SYNC、データの再生が開始されてしまう。本実施例では、プリアンプの周期性を利用して、サンプリングデータからプリアンプの開始点を検出するものである。以下、図10と図11を用いて具体的な方法を説明する。図11(a)は6T周期プリアンプパターン領域の先頭におけるサンプルデータ $\{X_i\}$ を図示したものである。この例では、サンプリング位相のずれはゼロである。図11(a)のサンプルデータを6サンプルだけずらし、 $(X_i+6-X_i)/2$ の差分演算を実施すると、図11(b)に示したように、先頭から一周分分のサンプルデータを残してそれ以外はキャンセルされる。これはプリアンプに6Tの周期性があるためで、サンプリング位相がゼロでないときに

も、同様のピークデータが得られる。このようにして得られたピークデータからピーク検出を実施することにより、プリアンプ先頭のタイミングが得られる。

【0034】上記のプリアンプ先頭検出に用いる具体的な回路を図10に示す。差分演算のために6サンプルだけ離れたサンプルデータを得るために、6段シフトレジスタ36を流用する。X5とX0のサンプルデータを加算器101に供給し、差分演算を実行した後、ピーク検出器102でピークタイミングを判定する。リードゲート信号が該ピークタイミングより遅れた場合、該ピークタイミングを持って、リードチャンネルはデータ再生の動作に入る。再生の指令がない場合にも同様の現象が起きるので、該ピークタイミングから所定の時間内にリードゲート信号が送られて来ない場合にはその時点でデータ再生動作をストップする。逆に、リードゲート信号が該ピークタイミングより早い場合には、該ピークタイミングの検出が確認されるまで動作をホールドする。

(実施例4) 従来の面内磁気記録媒体を用いた磁気ディスク装置を例にして、本発明の第4の実施例を図17を用いて説明する。本実施例においても6T周期プリアンプパターンを使用する。図17において、6T周期プリアンプパターンの再生信号を破線で示す。図中の○及び●はビット間隔Tでサンプリングされた振幅データを示す。○の振幅データは孤立磁化遷移点に一致し、孤立磁化遷移のインパルス応答の微分波形がゼロとなるため、磁化遷移点の変位に対して最も感度が低く、ジッタ性のノイズの影響を最も受けない。この○の振幅データを用いて振幅調整を実施する。具体的な、調整の流れは上記第1の実施例、第2の実施例と同様であり、詳細な説明は省略する。一方、●の振幅データは位相制御に用いる。孤立磁化遷移のインパルス応答の微分波形がほぼ最大の点であるため、サンプリングタイミングのずれを検出に好適な振幅データである。しかるに、磁化遷移点の変位に対しては最も感度が高いため、ジッタ性のノイズの影響を受け易い。そこで、上記第1の実施例、第2の実施例と同様のゼロ位相スタート動作、アクイジョン動作、トラッキング動作を実施する。詳細な説明は省略するが、図17のサンプリング位相は本来のPR4の位相とは0.5Tずれているので、後段のFIR44では、0.5Tだけ位相がずれていることを考慮してタップ係数を決める。また、トラッキング動作における等化目標はバンドパス特性を有する、例えばPR4特性とするものである。以上の実施例においては磁気ディスク装置を例にしたが、DVDを始めとする光ディスク装置においても効果を発揮するものであることは言うまでもない。

【0035】

【発明の効果】磁気記録チャンネルに重畳するノイズとしてジッタ性のノイズが支配的になった場合でも、プリアンプパターンのオーバーヘッドを増やすことなく、位相制御及び振幅制御を従来と同等の精度で行うことが可能

* 明する図。

【図 12】位相差推定量と実位相差との相関を説明する図。

【図13】垂直磁気記録チャネルの再生レスポンスを説明する図。

【図14】従来の記録フォーマット。

【図 15】位相差検出における従来技術の一例。

【図16】ステップ型レスポンスを有するチャネルにおけるジッタ性ノイズの影響を説明する図。

10 【図17】第3の実施例を説明する図。

【図18】インパルス型レスポンスを有するチャンネルにおけるジッタ性ノイズの影響を説明する図。

【符号の説明】

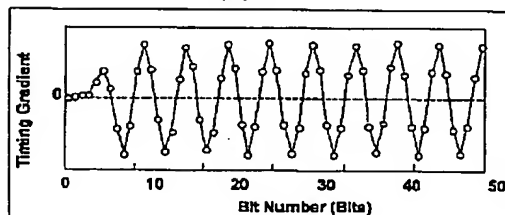
2 1…サ-ボパターン 2 2…セクタ 2 3…ギャツ

プ、24…プリアンブルパターン 25…シンク 26
…データ領域、27…CRC 28…ECC 29 a, b…記
録磁区。

録磁区。

【图5】

图 5



・【図 6】

图 6

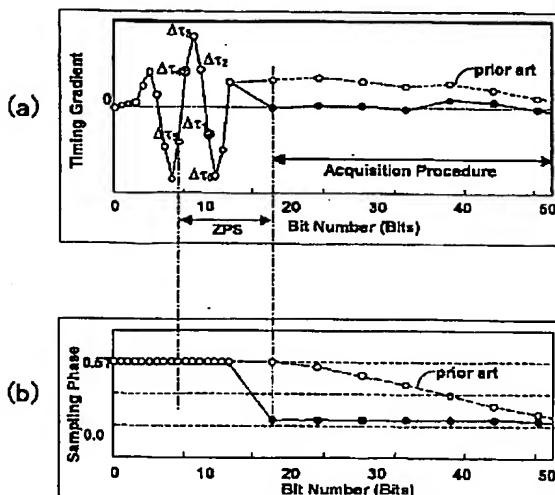
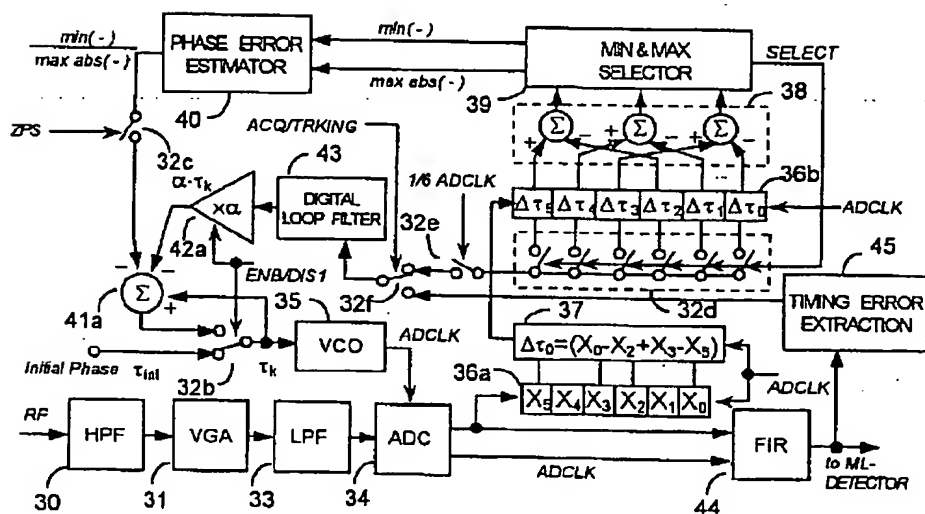


图 2

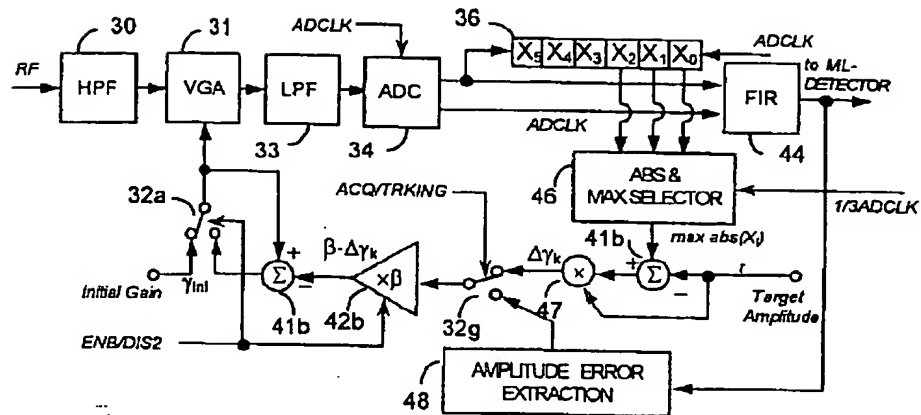


图 3



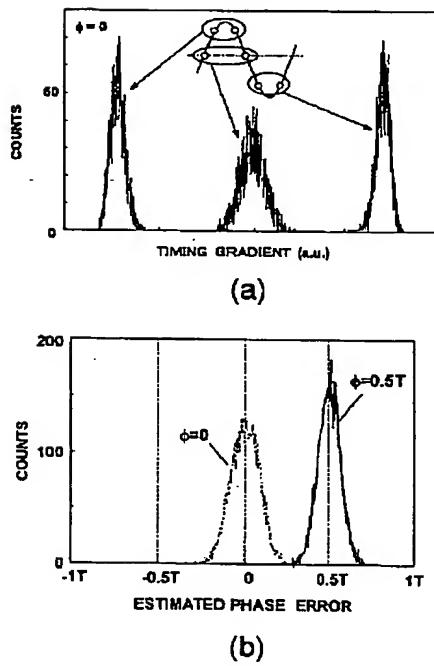
【図 4】

図 4



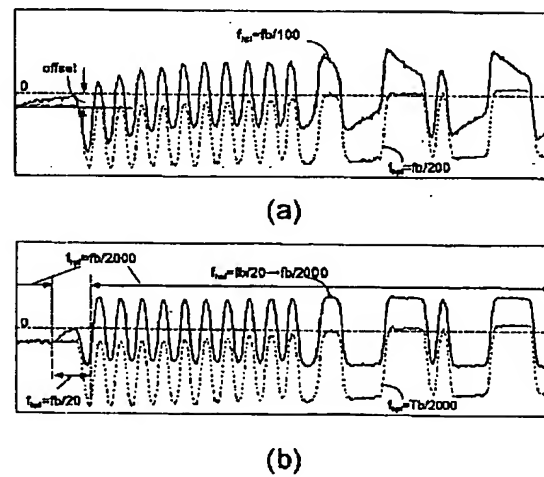
【図 7】

図 7



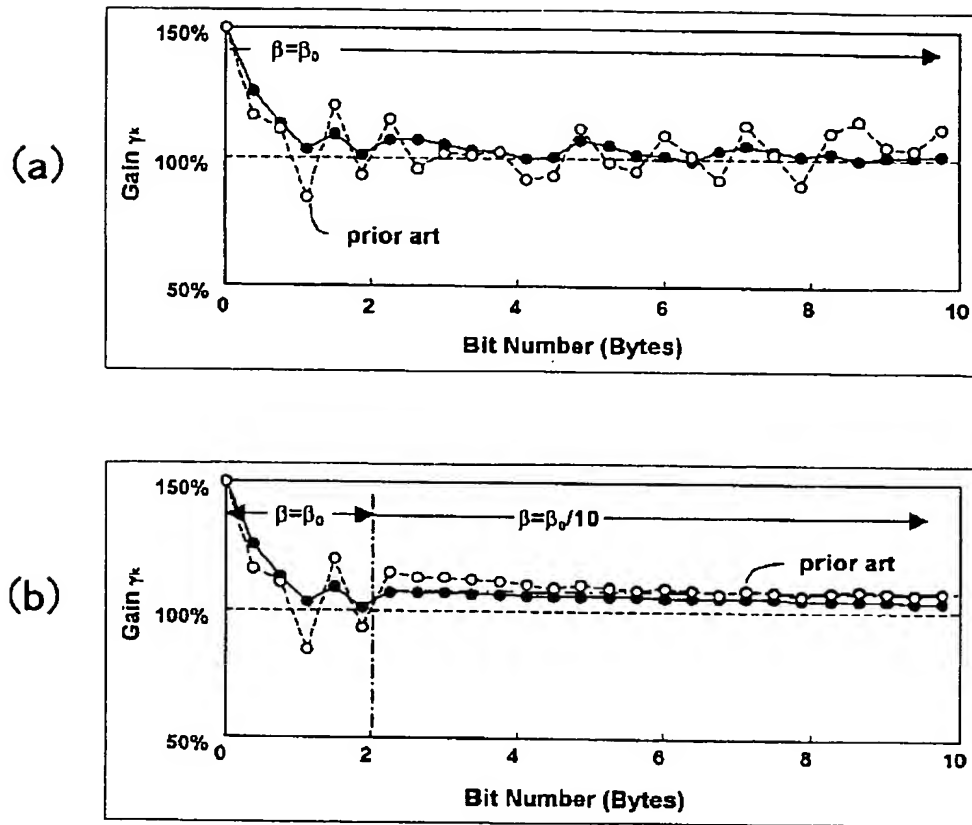
【図 9】

図 9



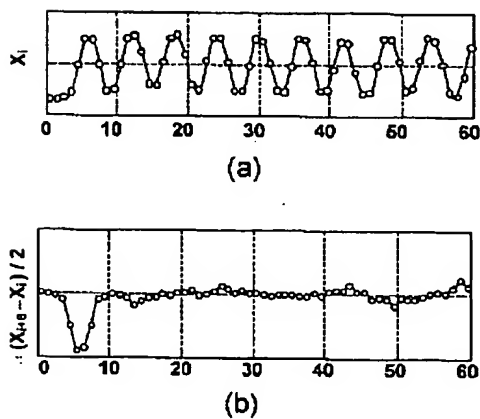
【図 8】

図 8



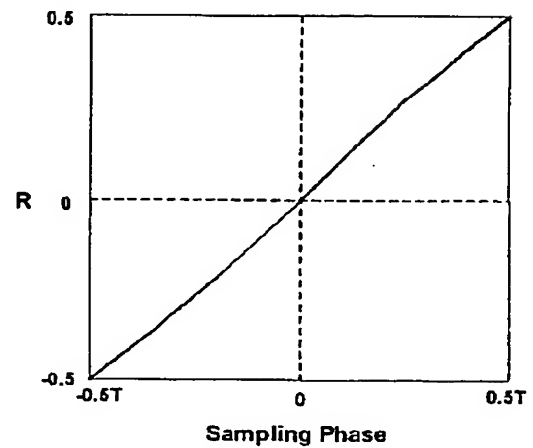
【図 11】

図 11



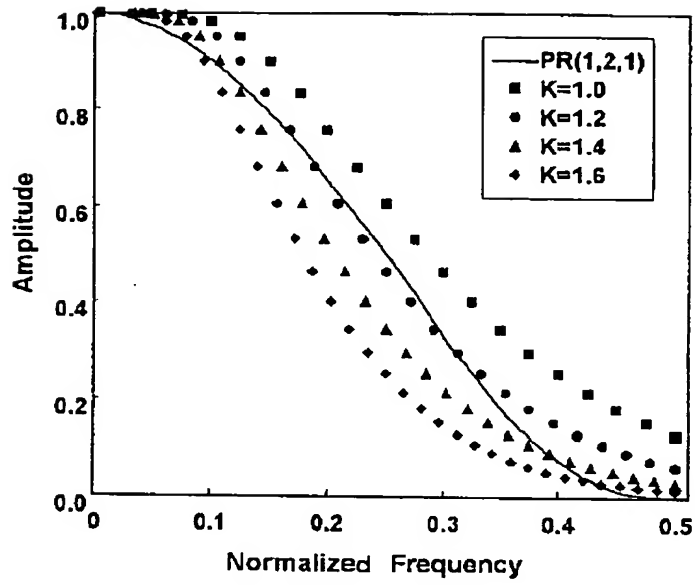
【図 12】

図 12



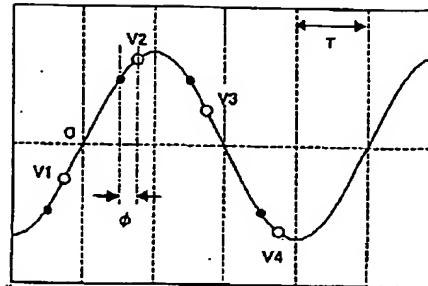
【図13】

図 13



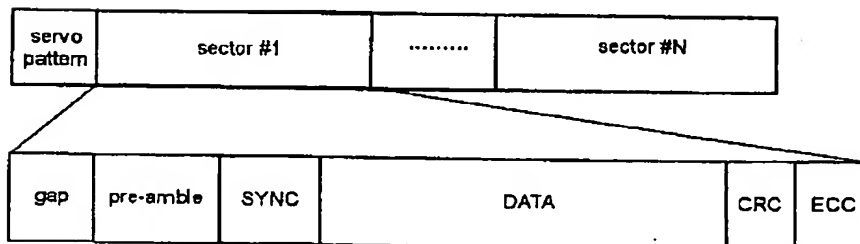
【図15】

図 15



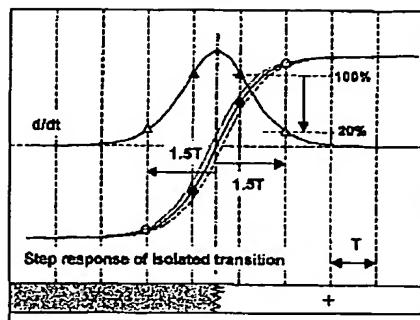
【図14】

図 14



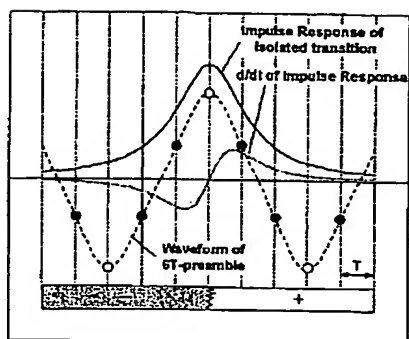
【図16】

図 16



【図17】

図 17



【図18】

図 18

